

유도전동기 회전자 저항 변동에 강인한 슬립제어기

°강 현수*, 조 순봉*, 이 택기**, 현 동석*

*한양대학교 전기공학과 **서남대학교 전기공학과

A Robust Slip Controller for the Variation of Rotor Resistance of Induction Motors

Hyun-Soo Kang*, Soon-Bong Cho*, Taek-Ki Lee**, Dong-Seok Hyun*

* Dept. of Electrical Eng. Hanyang Univ. , ** Dept. of Electrical Eng. Seonam Univ.

Abstract - This paper presents an algorithm that the gain of the slip calculator is correctly adjusted for the variation of the rotor resistance. In the indirect field oriented controller, if the gain (rotor resistance) of the slip calculator is set the incorrect value, the torque and the flux are not properly controlled. Using of the two torque angles (i.e. stationary torque angle and rotating torque angle), we estimate the rotor resistance, and then adjust the gain of the slip calculator for the variation of the rotor resistance. It has been realized to confirm the validity of the proposed algorithm by the simulation results.

슬립제어기를 구현하고자 한다. 정지좌표계의 토크각과 회전좌표계 토크각이 일치한다는 점을 이용하여 회전자 저항의 변화가 일어나더라도 정지좌표계의 토크각과 회전좌표계의 토크각의 크기가 같도록 슬립제어기의 이득값을 조절하면 회전자 저항의 변화에 강인한 슬립제어기를 얻을 수 있다. 시뮬레이션을 통해 이 제안된 알고리즘의 타당성을 입증한다.

1. 서론

최근 산업전반에 걸쳐서 유도 전동기의 활용 영역이 점점 넓어지고 있으며, 특히 구동 장치로 벡터 제어시스템의 채택이 급격히 증가하고 있다. 유도전동기의 벡터제어는 자속의 크기와 위치를 직접 측정하거나 자속 추정기를 통해 그 정보를 알아내는 직접벡터제어와 전동기의 회전속도에 슬립속도를 더해 적분한 값으로 회전자 자속의 위치를 추정 제어하는 간접벡터제어가 있다. 직접 벡터제어는 비록 전동기의 매개 변수에는 크게 의존하지 않으나 자속의 측정 또는 추정상의 문제로 실제 구현하기가 힘들어 최근까지 간접 벡터제어가 많이 사용되고 있다.

간접벡터제어는 구현하기에는 간단하나 전동기 매개변수에 크게 의존적이다. 특히 슬립제어기는 간접벡터 제어시스템에 가장 중요한 부분이지만 전동기의 회전자 시정수 변화의 영향을 크게 받는다. 회전자 시정수는 회전자 저항과 회전자 인덕턴스로 구성되며 전자는 온도에 따라 변하고 후자는 자속의 크기에 의존적이다. 따라서 이러한 전동기 회전자 시정수의 변화, 특히 회전자 저항의 변화를 알아내어 on-line tuning 할 수 있는 제어기에 관한 연구가 진행되어 왔다. [1-5] 이들 중 Rowan [2] 등은 전동기의 등가모델에서 추정해낸 값과 전동기 출력사이의 값을 비교하여 MRAC를 통해 회전자 저항의 변화를 감지하는 방법등을 제안하였으나 그 각각은 외란에 민감하다거나 경부하시 구현하기 힘들다는 단점이 있고, Matsuo [3] 등은 고정자 전류에 역방향 전류성분을 추가하여 이를 토대로 회전자 저항값(Rr)을 계산하였으나 역방향 DC값을 검출하기 어려운 점과 MMF의 정방향과 역방향성분의 간섭으로 2차 고조파 토크 변동이 생긴다는 단점이 있다.

본 논문에서는 회전자 저항 변동에 강인한

2. 유도전동기의 등가모델 해석

일반적인 유도전동기의 동기좌표계 2축 등가 모델을 세우고 회전자 및 고정자 등가 회로를 해석하면 식 (1)의 전압 방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{qr} &= R_j i_{qr} + d\phi_{qr} / dt + \omega_s \phi_{dr} \\ V_{dr} &= R_j i_{dr} + d\phi_{dr} / dt + \omega_s \phi_{qr} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + d\phi_{qs} / dt + (\omega_s - \omega_r) \phi_{ds} \\ V_{ds} &= R_s i_{ds} + d\phi_{ds} / dt + (\omega_s - \omega_r) \phi_{qs} \end{aligned} \quad (1)$$

동기좌표계에서의 전류 ($i_{dr}, i_{qr}, i_{ds}, i_{qs}$) 및 자속 ($\phi_{qr}, \phi_{dr}, \phi_{ds}, \phi_{qs}$) 벡터를 다음과 같은 축 변환식을 통하여 정지 좌표계를 옮겨 식 (1)을 다시 정리하면 식 (2)와 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{pmatrix} i_{ar,s} \\ i_{br,s} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & -\sin \rho \\ \sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{dr,s} \\ i_{qr,s} \end{pmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{pmatrix} \phi_{ar,s} \\ \phi_{br,s} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & -\sin \rho \\ \sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \phi_{dr,s} \\ \phi_{qr,s} \end{pmatrix}$$

$$\begin{aligned} R_j i_{ar} + d\phi_{ar} / dt &= V_{ar} \\ R_j i_{br} + d\phi_{br} / dt &= V_{br} \\ R_s i_{ar} + d\phi_{ar} / dt + \omega_s \phi_{br} &= 0 \\ R_s i_{br} + d\phi_{br} / dt - \omega_s \phi_{ar} &= 0 \end{aligned} \quad (3)$$

이때 발생 토크 T는 다음과 같다.

$$T = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot \frac{L_m}{L_r} (\phi_{ar} i_{br} - \phi_{br} i_{ar}) \quad (4)$$

간접 벡터 제어에서 축 변환식에 사용되는 ρ 는 식 (5)와 같으며 $\cos \rho$ 와 $\sin \rho$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\rho = \tan^{-1} \phi_{br} / \phi_{ar} \quad (5)$$

$$\cos \rho = \varphi_{ar} / |\varphi| \quad (6)$$

$$\sin \rho = \varphi_{br} / |\varphi| \quad (7)$$

$$|\varphi| = \sqrt{\varphi_{ar}^2 + \varphi_{br}^2}$$

3. 간접 벡터제어의 슬립제어기

간접 벡터제어에서는 순시적인 토오크 및 속도의 제어를 위하여 자속의 위치를 알아야 하며 이때 전동기의 속도제관과 전항 슬립명령치를 사용한다. 이것에 대한 블록선도는 그림 1. 과 같다.

여기서 슬립제어기는 식 (9)와 같이 구성된다.

$$\omega_{sl} = \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (9)$$

간접벡터제어시 유도 전동기의 회전자 시정수와 슬립제어기의 이득이 일치하지 않으면, 자속을 발생시키는 i_d 성분과 토오크 발생분인 i_q 성분들이 완전히 decoupling되지 않아 간섭분을 배제할수 없게된다. 특히 회전자 저항의 값은 운전중에 온도에 따라 변하는 값이므로 이에 회전자 저항의 변화를 보상하여야 한다.

4. 회전자 저항의 추정

앞에서 살펴 본 바와 같이 슬립제어기에서 중요한 요소는 정확한 회전자 시정수 T_r 의 결정이다. L_r 은 L_l 과 상호 인덕턴스 M 으로 구성되며 M 은 자속의 크기에 의존하게 되지만 온도에 대하여는 거의 변하지 않는 특성을 가진다. 그에 비해 회전자 저항은 회전자 온도에 따라 변하고 자속의 크기에 따라 변하지는 않는다. 따라서 전동기를 일정자속 영역에서 운전한다면 M 은 거의 변하지 않게 된다. 일반적으로 누설 인덕턴스 (L_l)은 공극자속에 따라 변하지만 회전자 누설 인덕턴스는 특정한 기기에 대하여 거의 일정하다고 할 수 있겠다. [5] 따라서 슬립 제어기의 회전자 시정수 T_r 에서 L_r 이 일정하다고 한다면 결국 R_r 만의 변화로 볼 수 있다. 이는 곧 슬립제어기에서 슬립값이 잘못 계산된다면 그것은 R_r 의 변화에 기인한 것이라 할 수 있겠다. 그러므로 다음과 같은 방법을 통하여 R_r 의 변화를 추정한다.

식 (1)-(7)의 식들을 이용하여 정리하면 식 (10)과 식 (11)을 얻을 수 있다.

$$i_{ds} = (\varphi_{ar} i_{as} + \varphi_{br} i_{bs}) / |\varphi| \quad (10)$$

$$i_{qs} = (\varphi_{ar} i_{bs} - \varphi_{br} i_{as}) / |\varphi| \quad (11)$$

$$\varphi_{ar} = \sqrt{\varphi_{ar}^2 + \varphi_{br}^2} = |\varphi|$$

$$\varphi_{br} = 0$$

위에서 i_{ds} 와 i_{qs} 의 비를 이용하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$i_{qs} / i_{ds} = (\varphi_{ar} i_{bs} - \varphi_{br} i_{as}) / (\varphi_{ar} i_{as} + \varphi_{br} i_{bs}) \quad (12)$$

여기서 $\tan^{-1} i_{qs} / i_{ds}$ 로 나타나는 각(θ)을 부하각 또는 토오크각이라 한다.

동기 좌표계에서 구한 부하각은 다음과 같다.

$$\tan \theta^* = i_{qs} / i_{ds} = \omega_d \cdot T_r \quad (13)$$

정지 좌표계에서 부하각을 구하기 위해서는

$i_{as}, i_{bs}, \varphi_{ar}, \varphi_{br}$ 의 정보가 필요하다. i_{as}, i_{bs} 는 전동기의 입력값에서 즉 변환하여 측정하고 다음식으로부터 a, b축의 회전자 자속을 계산 할 수 있다.

$$\varphi_{ar} = (L_r / L_m) \cdot \left[\int (V_{ar} - R_r \cdot i_{ar}) dt - \sigma L_s \cdot i_{ar} \right] \quad (14)$$

$$\varphi_{br} = (L_r / L_m) \cdot \left[\int (V_{br} - R_r \cdot i_{br}) dt - \sigma L_s \cdot i_{br} \right] \quad (15)$$

$$\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$$

정지좌표계에서의 부하각은 다음과 같다.

$$\tan \theta^* = (\varphi_{ar} i_{br} - \varphi_{br} i_{ar}) / (\varphi_{ar} i_{as} + \varphi_{br} i_{bs}) \quad (16)$$

따라서 두 좌표계에서 각의 크기는 같으므로 다음과 같이 식 (17)이 성립한다.

$$\tan \theta^* = \tan \theta = \omega_d \cdot T_r \quad (17)$$

만약 R_r 의 변화로 인해 슬립 이득이 잘못 계산되면 자속분 전류성분과 토오크분 전류성분은 완전히 decoupling되지 못한다. 따라서 $\tan \theta^*$ 와 $\tan \theta$ 는 다르게 나타난다. 이때 R_r 값을 PI제어기를 통하여 회전자 저항 값을 tuning 하므로써 동기 회전 좌표계의 부하각과 정지 좌표계의 부하각이 일치하는 시점에서 변화된 유도기의 회전자 저항값을 얻을 수 있다. 실제 전동기에서 회전자 저항 R_r 값은 회전자 온도에 따라 조금씩 변해가는 값이며, 제어기의 R_r 과 실제 유도기의 R_r 값이 일치한다면 $\tan \theta^*$ 와 $\tan \theta$ 의 값은 항상 같게 된다. 그림 2. 는 R_r 을 tuning하는 과정을 나타낸 블록선도이다.

지금까지 위에서 제안한 제어기 알고리즘의 타당성을 시뮬레이션을 통해 고찰한다. 시뮬레이션에 사용한 전동기의 상수는 표 1. 과 같다.

표 1. 시뮬레이션에 사용한 유도전동기 상수

정격출력	3 [HP]	R_r	1.28 [Ω]
정격전압	220 [V]	L_s	108 [mH]
정격전류	8 [A]	L_r	108 [mH]
극 수	4	L_m	105 [mH]
	1.26 [Ω]	J	0.075 [$\text{kg}\cdot\text{m}^2$]

그림 3. (a)는 일정속도로 운전시에 부하 토오크를 3 [N.m]에서 6 [N.m]로 변경시킨 경우이다. 부하 변동시에도 추정되는 회전자 저항에 큰 변동이 없음을 알 수 있으며 그림 3. (b)는 이때의 발생토오크이다.

그림 4.는 유도 전동기의 회전자 저항을 운전 도중 인위적으로 50% 상승시킨 경우의 시뮬레이션 결과이다. 이러한 경우에도 본 알고리즘에 의해서 회전자 저항의 변화를 양호하게 추정됨을 알 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 유도전동기의 간접벡터제어에서 회전자 저항(R_r)의 변화에 강인한 슬립제어기를 제안하였다. 동기좌표계의 부하각과 정지좌표계의 부하각이 같다는데 기초한 알고리즘을 이용하여 회전자 저항의 변화값을 적절하게 on-line으로 추정 하였다. 따라서 유도전동기의 회전자 저항이 바뀌더라도 제안한 알고리즘을 이용하여 토오크 성분 전류와 자속분 전류가 완전히 decoupling되어 제어된다. 또한 초기에 회전자 저항이 잘못 설정 되었더라도 본 알고리즘으로 보정 할 수 있다. 제안한 알고리즘의 타당성을 시뮬레이션을 통해 입증하였다.

참고문헌

- [1] L. J. Garces " Parameter adaptation for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor, " IEEE trans. on IA, Vol IA-16, No. 2., pp. 173-178, March/April, 1980.
- [2] T. M. Rowan, et al, " A simple on-line adaptation for indirect field orientation of an induction machine, " IAS, pp. 579-587, 1989.
- [3] T. Matsuo, et al., " A rotor parameter identification scheme for vector controlled induction motor drives, " IAS pp. 538-545, 1984.
- [4] D. S. Zinger, et al., " The influence of motor parameter deviations in feedforward field orientation drive systems, " IAS, pp. 525-530, 1984.
- [5] S. K. SUL, " A novel technique of rotor resistance estimation considering variation of mutual inductance, " IEEE trans. on IA, VOL. IA-24, No. 4., pp.578-587, 1989.
- [6] Riccardo Marino, et al., " Adaptive input-output linearizing control of induction motors, " IEEE trans. on AC, VOL. AC-38, No.2., pp208-221, 1993.

기호 및 약어설명

$V_{ar} (V_{br})$	a (b) 정지속 고정자 전압
$V_{ar} (V_{br})$	q (d) 회전속 회전자 전압
$i_{ar} (i_{br})$	a (b) 정지속 고정자 전류
$i_{ar} (i_{br})$	q (d) 회전속 회전자 전류
$\varphi_{ar} (\varphi_{br})$	a (b) 정지속 고정자 자속
$\varphi_{ar} (\varphi_{br})$	q (d) 회전속 회전자 자속
ω_e	전기 각속도
ω_r	회전자 각속도
ω_d	슬립 각속도
$R_s (R_r)$	고정자 (회전자) 저항
$L_s (L_r)$	고정자 (회전자) 인덕턴스
V_u, V_v, V_w	3상 (U, V, W) 입력전압
i_u, i_v, i_w	3상 (U, V, W) 입력전류

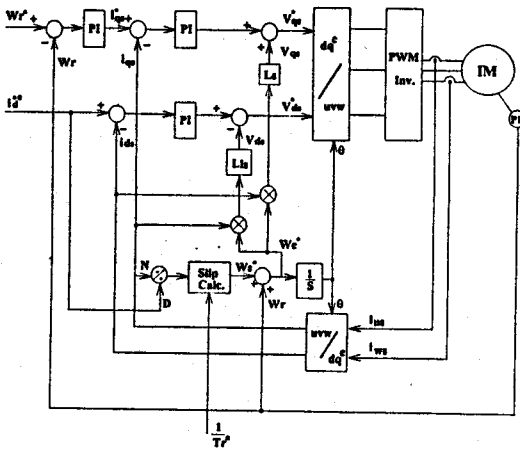


그림 1. 전체 제어시스템의 블럭선도

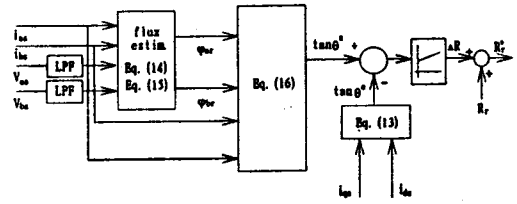
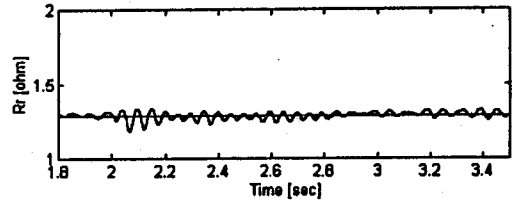
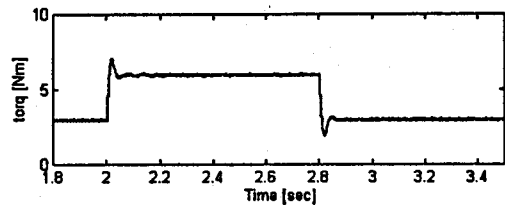


그림 2. 회전자 저항의 추정을 위한 블럭선도



(a) 회전자 저항 추정치



(b) 발생토크

그림 3. 스텝부하인가시의 회전자 저항

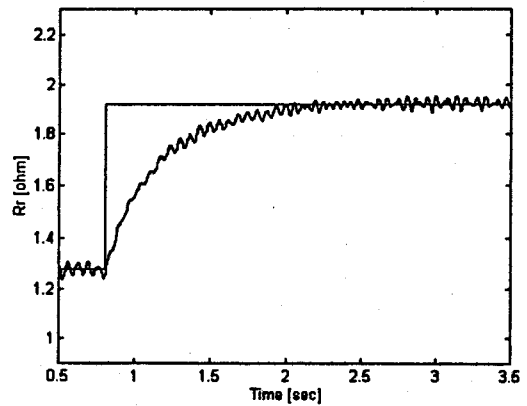


그림 4. Rr의 스텝변화에 대한 추정값